

わく形双共振子を用いたメカニカル・フィルタ

中村 尚*・近野 正**・丹野州宣*

*工学部 共通講座 **工学部 電気工学科

まえがき

さきに電々公社通研の米川は一様棒から構成される片側固定のわく形振動系について回路網的解析を行ない、その計算結果などについて報告しているが⁽¹⁾、筆者らは双共振メカニカル・フィルタ（以下 MF と略記）の構成を目的としてわく形振動系に着目し、その再計算を行なった。すなわち、米川の与えた周波数方程式のパラメータを振動子の長さおよび長さの寸法比パラメータにおきかえて再計算したもので、その結果、わく形振動子の中心軸に対称のモードと反対称のモードとは、特定の寸法比において、その共振周波数が接近して生ずることが認められた。本文では、その両モードを利用した双共振 MF の構成を試み種々の試作実験を行なったのでその結果について報告する。

本構成の MF は薄平板を折り曲げるという簡単な工作によって容易に双共振特性が得られ、周波数調整も容易で、また低周波化も可能であり、さらに高級な複合 MF の構成も考えられるので、今後の実用化が期待される。

本文では、はじめに、わく形双共振片持棒に関する二、三の実験結果を示し、ついでそれを利用した双共振 MF および双共振片持棒二個の差動接続形 MF の試験結果について述べる。また、中央部を支持したわく形双共振音片（自由一自由棒）利用の場合についても言及し、双共振および複合 MF 構成の結果について報告する。最後に、わく形片持棒についての周波数規準定数の計算結果を付録に図示し参考に供する。

1 わく形双共振片持棒を用いた MF 1.1 わく形双共振片持棒1個による MF 構成

(a) わく形片持棒の振動姿態

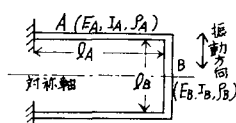


図1.1 わく形片持棒

本章で対象とするわく形片持棒の構成原理図を図 1.1 に示す。図において E, I および ρ はそれぞれ振動子のヤング率、慣性モーメントおよび密度で、サフィックス A, B は振動子のアームおよび折り曲げ部を示す。

同図の振動系が自由振動を行なうと、図 1.2 に示すようにそれぞれ対称、反対称の各種モードを

本章で対象とするわく形片持棒の構成原理図を図 1.1 に示す。図において E, I および ρ はそれぞれ振動子のヤング率、

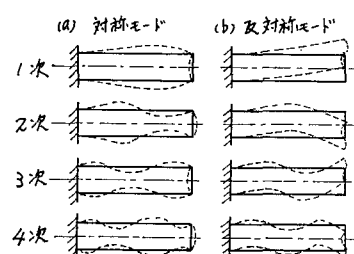


図1.2 わく形片持棒の振動姿態

生ずるが、実験ならびに計算※の結果、対称モード 1 次振動と反対称モード 2 次振動の共振周波数が特定の寸法状態において接近することが認められる。同様にして、対称 2 次と

※ 付録 A.1 参照

反対称3次, 対称3次と反対称4次などもそれぞれ接近して表われるようであるが, ここでは高次モードについては省略し, 対称1次と反対称2次共振利用の場合について MF 構成を試みる。

(b) 構造および周波数調整

実験に用いた試料の構造ならびに寸法を図 1.3 に示す。すなわち, 一枚のステンレス・スチール薄平板を図のように折り曲げて作ったわく形片持棒に2枚の電わい材 (P.Z.T)

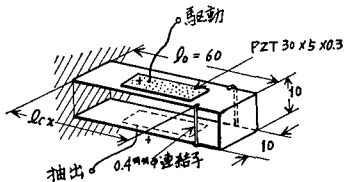


図1.3 わく形双共振片持棒

を接着してそれぞれ駆動, 抽出端子としたもので, 図のように連結子を設けることによって, 対称モードの周波数のみを調整できるような構造にしてある。なお, 電わい材および連結子の接着にはスーパー・セメダインを用いている。図1.4 は図 1.3 の試料について, その連結子の接着位置 l_{cx}/l_0 を変えて対称モードおよび反対称モードの共振周波数を

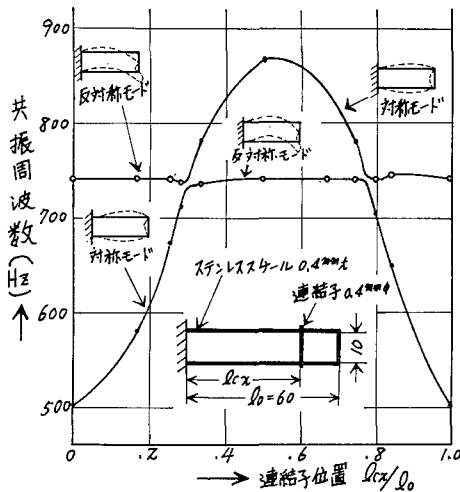


図1.4 連結子の位置に対する対称, 反対称モードの共振周波数(1)

ないようである。図1.4 より明らかなように, 連結子の接着位置を適当に定めることによって, 両モードの共振周波数は接近し, 双共振フィルタ構成が可能である。しかしながら両モードの最も接近した点において結合共振現象が現われ, フィルタの帯域巾はその結合度の大きさと容量比との相互関係によって規制されることになる。図1.5 は他の試料について連結子の位置変化に対する共振周波数をくわしく測定し

測定したもので, 連結子をわく形振動子の中央部, すなわち振動腹部に移動することによって対称モードの共振周波数は上昇する。このことは後文にも述べるように連結子是对称モードに対しては縦振動スチフネスとして作用し, 振動振巾の大きい点ではその等価的のスチフネスも大きくなるためで, 一方, 反対称モードに対しては曲げモーメント・スチフネスとして働らくが, 前者に比して連結子の接着位置の変化に対するスチフネス変化が小さいためか実験的にはほとんど変動が

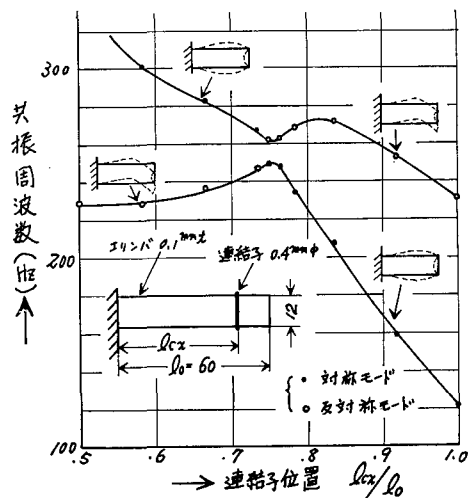


図1.5 連結子の位置に対する対称, 反対称モードの共振周波数 (2)

たもので、結合共振の様子が示されている。同図は薄いエリンパ材を振動子とし、連結子を振動子の先端部付近のみで変化させた場合の測定例である。対称モードの共振周波数は連結子自体のステフネスによっても調整できることは勿論で、連結子の位置を変えずに周波数調整を行なう場合に有効な方法である。

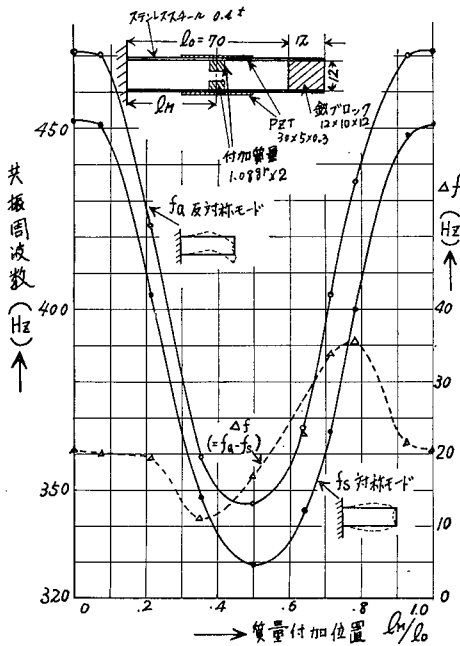


図1.6 付加質量の影響

ような周知の等価回路によって表わされる⁽²⁾。同図において L_d は並列挿入インダクタンス、 C_k はブリッジ容量である。

接着する電わい材の極性を考慮して、任意の振動子回路に $(1:-1)$ の理想変成器を挿入でき、差動接続回路の構成が可能である。図1.8(a), (b)はそれぞれ対称、反対称各モード

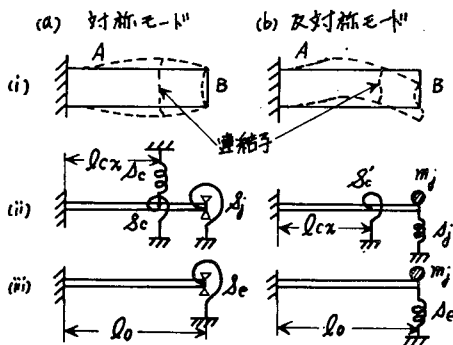


図1.8 直観的等価模型

フネスおよびたわみステフネスで l_j , K_j をそれぞれ B 棒の長さ、曲げの剛さとする

本構成では共振周波数の低下をはかることも容易で、対称、反対称両モード共通の振動腹部に集中質量を付加することにより、両モードともほぼ等しい周波数低下度が得られる。図1.6 はその実験結果で、一定質量 ($1.08g \times 2$) の付加位置を変えてその共振周波数を測定したものである。同図の試料は厚さ比 $d_B/d_A = 30$ として周波数の接近をはかったもので、* d は振動子の厚さである。

(C) 等価回路とフィルタ設計

双共振特性を示すわく形片持棒は図1.7 の

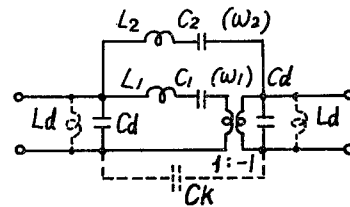


図1.7 わく形双共振片持棒の等価回路

についての直観的等価模形を示したもので、同図 (i) は振動モード、(ii) はその半区間の直観的模形で、(iii) は負荷インピーダンスを振動子の先端部に等価変換した模形である。すなわち、図1.7 の等価回路における素子の値はそれぞれ図1.8 (iii) の等価模形で示されるような負荷インピーダンスによって規制される。図において、 m_j は振動子先端の折り曲げ部 (B 棒) の等価質量であり、 S_j および s_j は B 棒を細棒と考えた場合の曲げモーメント・ステ

* 付録 A.1 参照

$$S_j = 2K_j/l_j, \quad s_j = 6/l_o^2 \cdot K_j/l_j, \quad (1.1)$$

のように表わされる。また s_e は連結子の縦振動スチフネス, S_e および S_e' はそれぞれ対称, 反対称モードに対する連結子の曲げモーメント・スチフネスで, Ec, Ac, lc および Kc をそれぞれ連結子のヤング率, 断面積, 長さおよび曲げの剛さとする

$$s_e = 2EcAc/lc, \quad Sc = 2Kc/lc, \quad Sc' = 6Kc/lc, \quad (1.2)$$

のように表わされ, その接着位置の関数として (1.3) 式のように振動子先端に等価変換される。すなわち

$$S_e = (n_1^2 s_e + n_2^2 S_e) l_o^2 + S_j, \quad (\text{対称モード}) \quad (1.3)$$

$$s_e = n_1'^2 S_e' + s_j \quad (\text{反対称モード}) \quad (1.4)$$

ここに, n_1 および n_2 (n_1') は共振子の第 m 次の規準関数を $\Sigma_m(x)$ とし $x = l_{cx}/l_o$ とすると

$$\begin{cases} n_1 = \Sigma_m(x_c) / \Sigma_m(x_1), & n_2 (= n_2') = 1/l_o \cdot \Sigma_m'(x_c) / \Sigma_m(x_1), \\ \Sigma_m'(x) = \partial \Sigma_m(x) / \partial x \end{cases} \quad (1.5)$$

のように与えられる。 x_c は連結子の接着位置, x_1 は振動子先端を表わす。規準関数としては, 対称モードについては「固定-支持」棒を, 反対称モードに関しては片持棒をそれぞれ近似させ (1.5) 式に代入する。以上は, 振動姿態にもとづいて直観的模形を導いたもので, これより近似的に各共振周波数などを求めることも可能であるが, その方法などについては既発表⁽³⁾もあるのでここではその詳しい解析は省略する。

つぎに双共振フィルタの設計については周知なので,^{(3),(4)} ここでは外部よりインダクタンスを並列挿入して広帯域化をはかった場合についての設計式を示すにとどめる。⁽⁴⁾

$$L_d = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 / 2 \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right), \quad (1.6)$$

$$C_d = 2(c_1 + c_2) / \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2, \quad (1.7)$$

$$\omega_1 = 1 / \sqrt{L_1 C_1}, \quad \omega_2 = 1 / \sqrt{L_2 C_2}, \quad (1.8)$$

$$\text{下側遮断角周波数: } \omega_{c1} = \frac{\omega_1}{\omega_2} \cdot \omega_d, \quad \text{上側遮断角周数: } \omega_{c2} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot \omega_d, \quad (1.9)$$

$$\text{中心角周波数: } \omega_0 = \sqrt{\omega_{c1} \omega_{c2}} = \omega_d, \quad \omega_d = 1 / \sqrt{L_d C_d}, \quad (1.10)$$

$$\text{比帯域巾: } B = (\omega_{c2} - \omega_{c1}) / \omega_0 = \omega_2 / \omega_1 - \omega_1 / \omega_2 = \sqrt{2(C_1 + C_2) / C_d}, \quad (1.11)$$

$$\text{特性インピーダンス: } Z_0 \Big|_{\omega=\omega_0} = \sqrt{\frac{L_d}{C_d}} / \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right), \quad (1.12)$$

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \tan(\alpha + j\beta) / 2 = (\omega_2^2 - \omega^2) / (\omega_1^2 - \omega^2) \cdot \sqrt{(\omega_{c1}^2 - \omega^2) / (\omega_{c2}^2 - \omega^2)}. \quad (1.13)$$

ただし, 上式はブリッジ容量 C_k を付加しない場合の設計式である,

(d) フィルタ特性

図1.3 に示す試料を用い連結子の位置を $l_{ex}/l_0=0.785$ としたときの MF 特性を図1.9に示す。同図は L_d 並列挿入の場合の特性で、またブリッジ容量 C_k を挿入してフィルタ特性に減衰極を与えた例も示してある。表1.1 はアドミタンス円より算出した双共振フィルタの定数値で、同表より容量比によって規制される比帯巾は約22%と求まり比較的広帯域特性が得られるようであるが、広帯域になるほど挿入する L_d の値も大きくなるのでその実現性が MF 構成の制限となる。

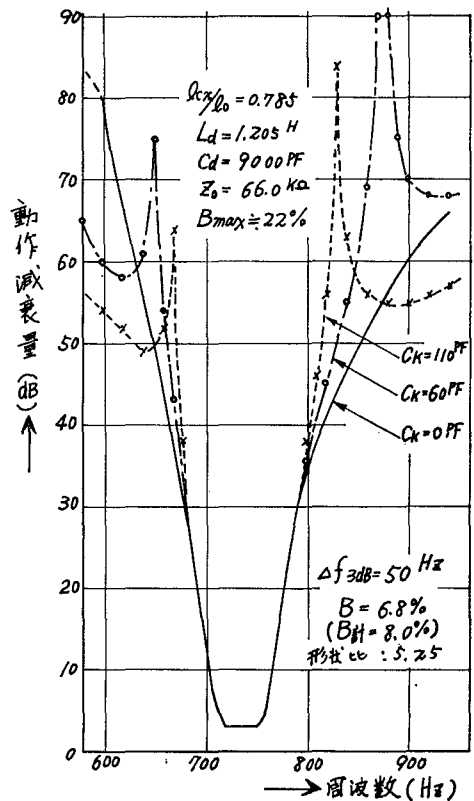


図1.9 わく形双共振片持棒1個による
MF 特性

表1.1 わく形双共振片持棒の等価定数

モード 定数	対 称 $i = 1$	反 対 称 $i = 2$
f_{oi} (Hz)	718.3	749.4
R_{oi} (K Ω)	11.26	8.93
L_{oi} (H)	688.7	677.8
C_{oi} (pF)	71.2	66.6
C_{do} (pF)	5720	

図1.10 はスプリアスの周波数特性で、高次モードによるスプリアスがフィルタの中心周波数の約3倍程度のところに発生している。図1.11はスプリアスである対称モード2次

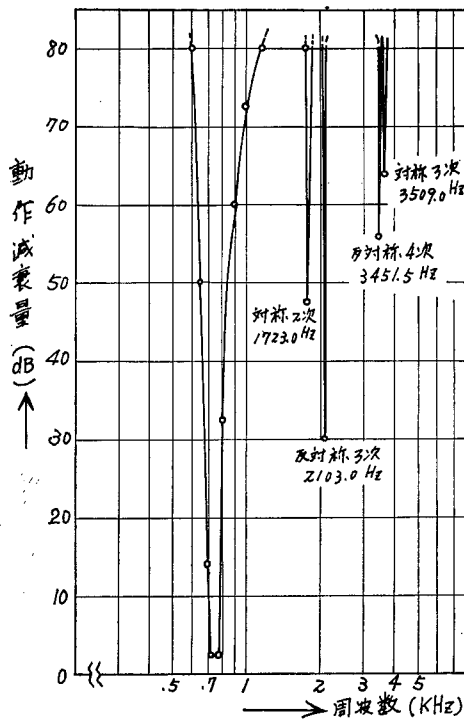


図1.10 スプリアス特性

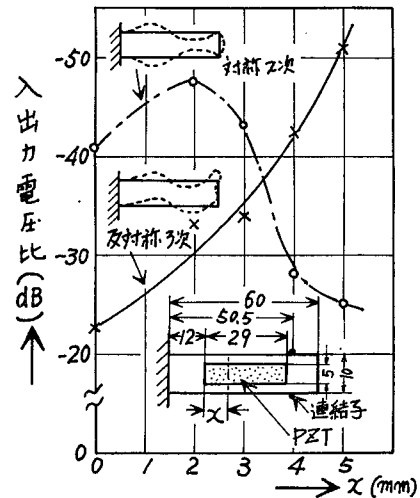
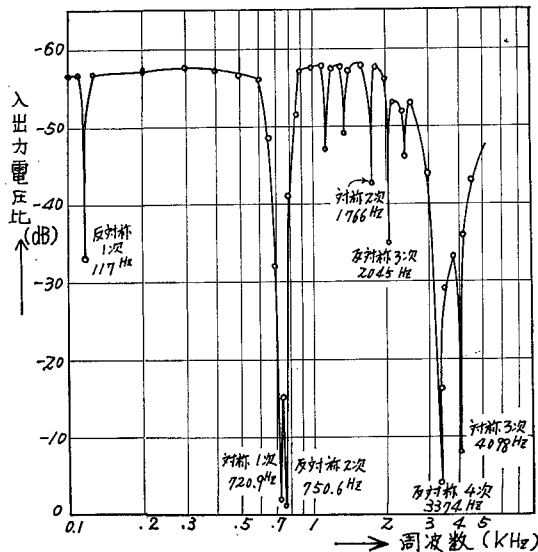
図1.11 電歪材の電極面積に対する
スプリアスモードの出力レ
ベル

図1.12 スプリアスの一部を抑圧した MF の周波数特性

振動と反対称モード3次振動の抑圧を目的として、接着した電歪材(P.Z.T.)の電極面積を変化させたときの両モードの出力レベルを測定したものであるが、両モードの同時完全抑圧は困難のようである、

図1.12は電歪材の電極長を 26.0mm とした場合の周波数応答で、対象にしている対称

2次, 反対称3次のスプリアス・モードはかなり抑圧されている。ただし, 同図は外部よりインダクタンスを付加せず, またインピーダンス整合を行っていない場合の特性である。したがって, インダクタンスを付加すれば上記のスプリアス・モードはさらに抑圧されよう,

1.2 わく形双共振片持棒2個の差動形 MF

(a) 差動形 MF の構成および等価回路

図1.13 はわく形双共振片持棒を2個用いて差動接続形 MF

を構成したもので, 連結子の位置はそれぞれ $l_{cx}/l_o = 0.75$ (No.1) および 0.725 (No.2) である。図1.14は外部よりインダクタンスを並列付加した場合の差動形フィルタ, すなわち4重共振フィルタの等価回路で図1.15はフィルタの整合条件を示すリアクタンス特性図である。ここで各共振周波数は試作した MF についてつぎのように選んである。

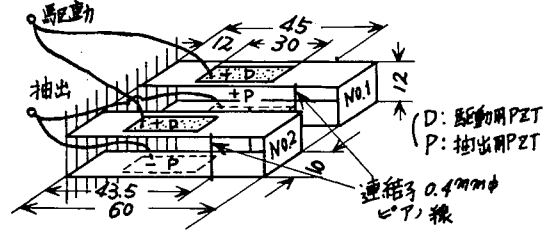


図1.13 わく形双共振片持棒2個の差動MF構成

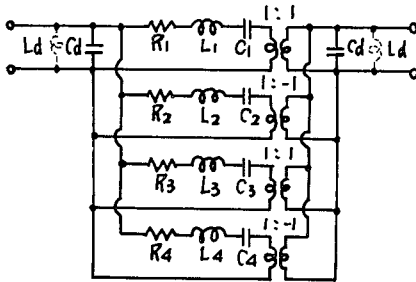


図1.14 図1.13の等価回路

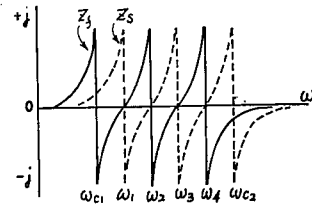


図1.15 リアクタンス特性

$$f_1 = \omega_1/2\pi = 1/2\pi \sqrt{L_1 C_1} = 746.1\text{Hz}; \text{ 試料 No.2, 反対称モード,}$$

$$f_2 = \omega_2/2\pi = 1/2\pi \sqrt{L_2 C_2} = 763.2\text{Hz}; \text{ 試料 No.1, 対称モード,}$$

$$f_3 = \omega_3/2\pi = 1/2\pi \sqrt{L_3 C_3} = 778.0\text{Hz}; \text{ 試料 No.1, 反対称モード,}$$

$$f_4 = \omega_4/2\pi = 1/2\pi \sqrt{L_4 C_4} = 801.5\text{Hz}; \text{ 試料 No.2, 対称モード,}$$

4重共振MFの設計についても詳しく報告されている⁽⁵⁾ のでつぎにその設計式を列記する。

$$L = \left(\frac{\omega_2 \cdot \omega_4}{\omega_1 \cdot \omega_3} - \frac{\omega_1 \cdot \omega_3}{\omega_2 \cdot \omega_4} \right)^2 / 2 \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \frac{1}{L_4} \right), \quad (1.14)$$

$$C_d = 2(C_1 + C_2 + C_3 + C_4) / \left(\frac{\omega_2 \cdot \omega_4}{\omega_1 \cdot \omega_3} - \frac{\omega_1 \cdot \omega_3}{\omega_2 \cdot \omega_4} \right)^2, \quad (1.15)$$

$$\omega_{c1} = \left(\frac{\omega_1 \cdot \omega_3}{\omega_2 \cdot \omega_4} \right) \omega_d, \quad \omega_{c2} = \left(\frac{\omega_2 \cdot \omega_4}{\omega_1 \cdot \omega_3} \right) \omega_d, \quad (1.16)$$

$$B = (\omega_{c2} - \omega_{c1}) / \omega_0 = (\omega_{c2} - \omega_{c1}) / \sqrt{\omega_{c1} \cdot \omega_{c2}}$$

$$= \left(\frac{\omega_2 \cdot \omega_4}{\omega_1 \cdot \omega_3} - \frac{\omega_1 \cdot \omega_3}{\omega_2 \cdot \omega_4} \right) = \sqrt{2(C_1 + C_2 + C_3 + C_4) / C_d} \quad (1.17)$$

$$z_o \Big|_{\omega=\omega_0} = \sqrt{\frac{L_d}{C_d}} / B, \quad (1.18)$$

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \frac{(1 - \omega^2 / \omega_2^2) \cdot (1 - \omega^2 / \omega_4^2)}{(1 - \omega^2 / \omega_1^2) \cdot (1 - \omega^2 / \omega_3^2)} \sqrt{(1 - \omega^2 / \omega_{c1}^2) \cdot (1 - \omega^2 / \omega_{c2}^2)} \quad (1.19)$$

(b) フィルタ特性

表1.2 は各試料についてアドミタンス円より算出した定数であるが、各定数値の間に

表1.2 わく形双共振片持棒2個の差動形 MF の等価定数

試料	No. 2	No. 1	No. 1	No. 2
モード	反 対 称	対 称	反 対 称	対 称
定数	対 $i = 1$	対 $i = 2$	対 $i = 3$	対 $i = 4$
f_{oi} (Hz)	737.2	759.9	778.2	798.6
R_{oi} (K Ω)	16.84	13.89	4.73	7.94
L_{oi} (H)	864.3	884.2	341.3	435.9
C_{oi} (pF)	53.9	49.6	122.3	91.1
$C_{d0} = C_{d01} + C_{d02} \quad 13820 \text{ (pF)}$				

かなりのばらつきが見られ、これは工作精度の不均衡により生じたものと思われる。図

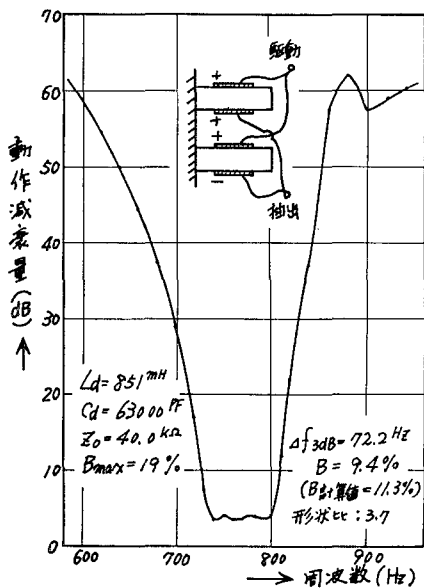


図1.16 わく形双共振片持棒2個による差動形 MF 特性

1.16は図1.13の接続によつて差動形 MF を構成し、その減衰特性を測定したもので、図1.9の双共振 MF の特性と比較して、形状比に若干の改善が見られる。本構成MFの支持法については種々考えられようが、図1.17(a),(b)に示すように音さ形とするのも一方法で、これにより対称(No.1)－反対称(音さ振動)－対称(No.2)の3重共振MFとする

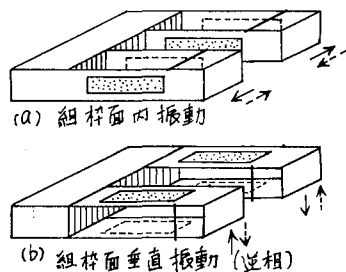


図1.17 音さ形構成

構成も可能であろう。図中の矢印は2個の振動子の各反対称モードの振動方向を示す。

2 中央部を支持したわく形音片を用いた MF

2.1 わく形双共振音片1個による MF 構成

(a) 構造および振動状態

前章の応用として図2.1 に示すように「自由—自由」わく形振動子の中央を2点で支持し、対称および反対称モードの2次振動を利用するわく形双共振音片について MF 構成を試みた。図2.2 はその振動状態、図2.1 に示す電わい材の電極配置によって得られる。

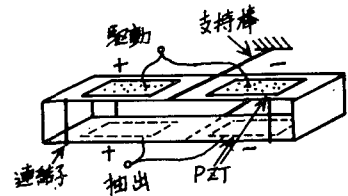


図2.1 中央支持わく形双共振音片

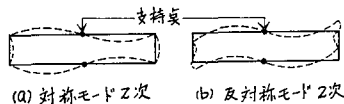


図2.2 わく形音片の振動状態

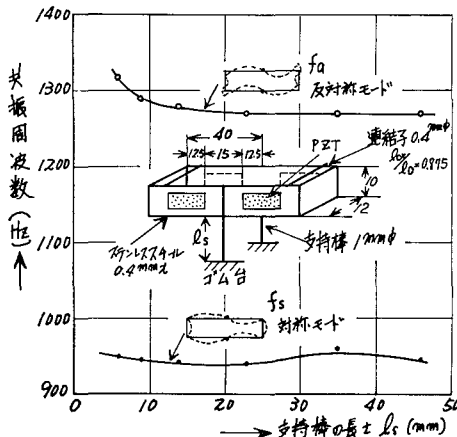


図2.3 支持棒の長さ～共振周波数

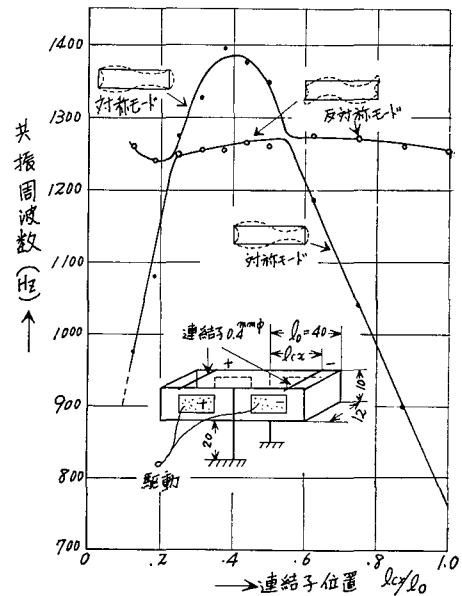


図2.4 連結子の位置に対する対称、反対称モードの共振周波数

(b) 支持棒および連結子の影響

図2.1 の支持法では支持棒の振りスチフネスがその共振周波数に影響をおよぼすと考えられる。図2.3 は支持棒 (1mmφ) の長さを変えたときの対称、反対称モードの共振周波数を測定した結果でこれより支持棒の長さ l_s を 20mm 以上とすればほとんど影響はないとみなされる。図2.4 は前章と同様に連結子の位置を変化した場合の両モードの共振周波数で、連結子の調整により対称モードの共振周波数を大巾に変えられることを示している。

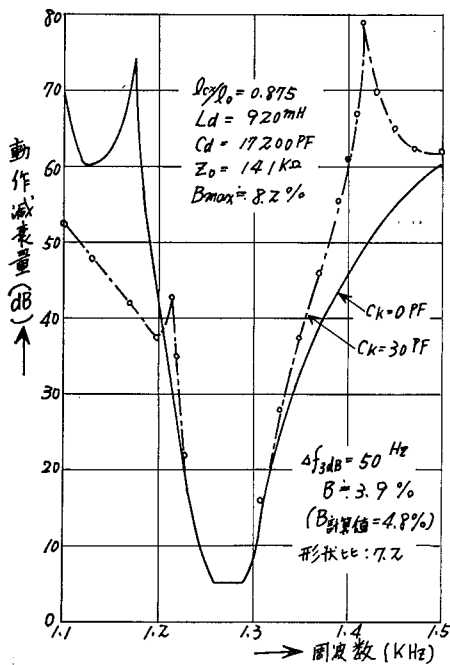


図2.5 わく形双共振音片1個による MF 特性

(c) フィルタ特性

わく形双共振音片を用いた MF の等価回路ならびに設計式は前章1.1 と全く同様なのでここでは省略する。

連結子の位置を $l_{ox}/l_o = 0.645$ ($l_{ox} = 25.8$ mm) に定めて MF を試作し、図2.5の減衰特性を得た。振動子の定数値が表 2.1 に示すように不平衡のためフィルタ特性は非対称性を示している。

表2.1 わく形双共振音片の等価定数

モード	対称	反対称
定数	$i = 1$	$i = 2$
f_{io} (Hz)	1253.4	1286.2
R_{oi} (KΩ)	68.97	120.5
L_{oi} (H)	1066	1920
C_{oi} (pF)	15.14	7.99
C_{do} (pF)	6650	

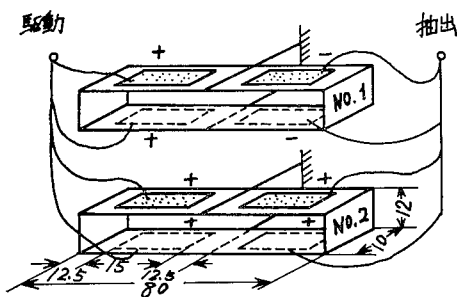


図2.6 わく形単共振音片2個による差動形 MF 構成

2.2 わく形単共振音片2個を用いた差動形 MF

前章1.2 と同様にわく形双共振音片2個を用いて4重共振 MF を構成することも考えられるが、ここでは対称モードのみのわく形単共振音片を利用した差動接続構成を試みた。対称モード利用の単共振子は連結子による周波数調整が容易で、支持の影響も少なく(図2.3参照), また反対称モードを抑圧する駆動法を採用するためスプリアスの発生も少ないという利点を有するので標

準振動子として今後の実用化が十分期待できる。

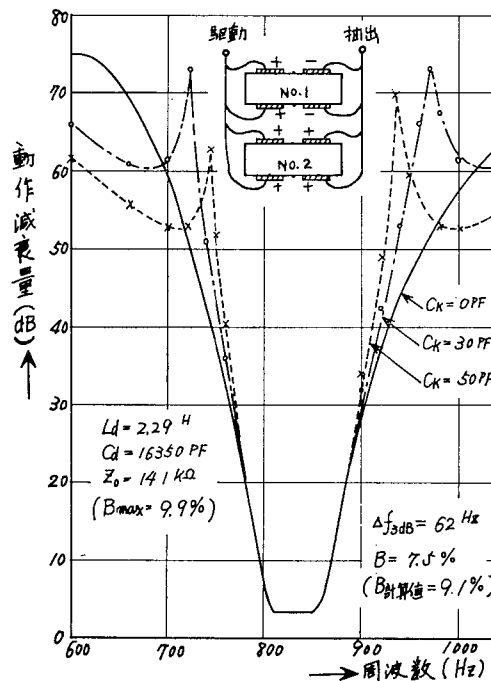


図2.7 わく形単共振音片2個を用いた差動形 MF 特性

表2.2 わく形単共振音片の差動形 MF の等価定数

試料	No.1	No. 2
定数	$i = 1$	$i = 2$
f_{oi} (Hz)	810.7	848.3
R_{oi} (KΩ)	43.67	42.37
L_{oi} (H)	1581	1055
C_{oi} (pF)	24.4	33.4
$C_{d0} = C_{d01} + C_{d02} \quad 11670 \text{ (pF)}$		

図2.6 はわく形単共振音片2個の差動接続構成を示すもので、図2.7 にその測定結果を示す。また表 2.2 は振動子の定数値である。図 2.8 はスプリアス・レスポンスで、フィルタの中心周波数の約2倍程度のところに図のような対称モード3次振動が比較的大きなスプリアスとして生じている。図2.9 は電歪材の接着位置を調整して3次振動のスプリアス・モード抑圧をはかった場合であるが、一方高域において第4次振動が強く励振されており、スプリアス抑圧に関しては今後の研究にまつとところが大きい。

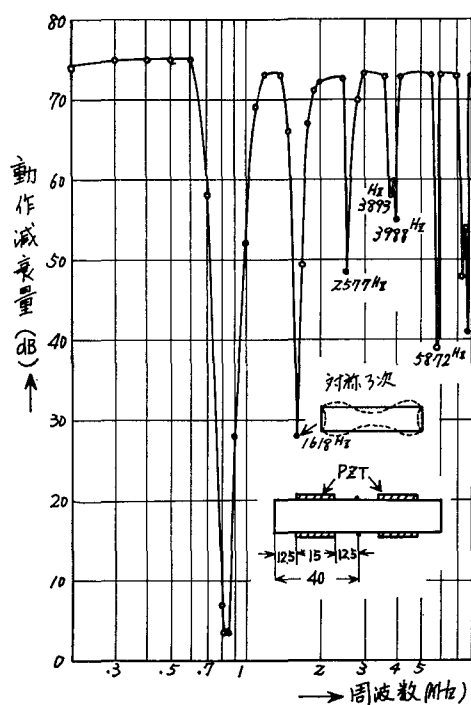


図2.8 スプリアス特性

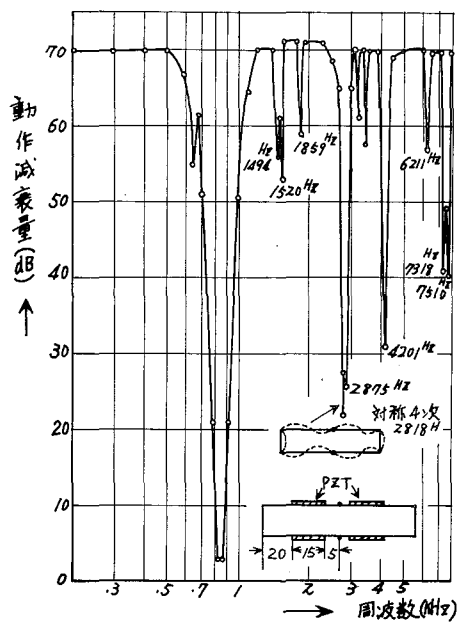


図2.9 第3次振動を抑圧したMFのスプリアス特性

むすび

以上、わく形双共振片持棒を利用した双共振 MF および双共振片持棒2個による差動形 MF の試作結果について報告し、またわく形双共振音片を用いた双共振 MF について実験結果を示し実用化の期待できることを述べた。さらにわく形単共振音片についても標準振動子としての実用性のあることを示唆し、その差動形 MF 構成を行なった。また、スプリアス・モードの抑圧に関しても一、二の実験を試みた。

わく形振動子は薄平板を折り曲げて簡単に工作でき、容易に双共振特性が得られ、また付加質量法などにより共振周波数の低下をはかることも容易で、連結子を用いて対称モードのみの共振周波数を調整することができるなどの利点を有し、さらにその複合化、高級化も種々考えられ今後その応用が期待される。

一方、その支持法については小形化の観点から考慮すべき点があり、また工作精度の不均衡によりスプリアス・モードが生じ易い点については実用化に際し配慮されなければならない。本研究の一部は電気四学会連合大会その他に発表した。^{(6),(7)}

おわりに、実験に御協力いただいた卒研学生の野間義信、開山俊治両君ならびに本学技官横山友男氏にお礼申上げる。

文 献

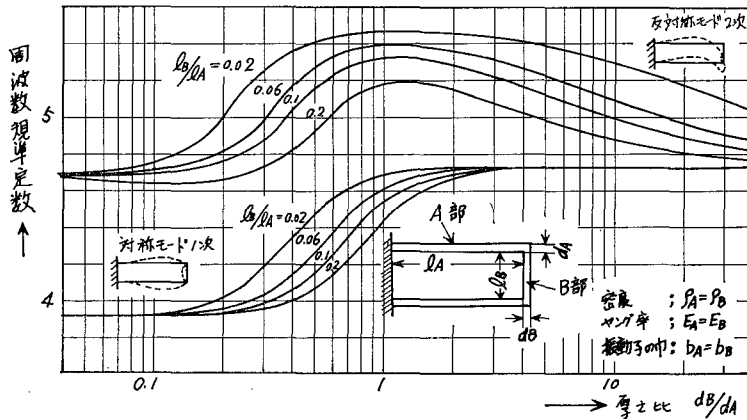
- (1) 米川；わく形振動系の解析，電気通信研究所研究実用化報告，**9**，653（1660）
- (2) 日下部，近野；スチフネスを付加された横振動細棒，電気関係学会東北支部連合大会，12B-37（昭36），
- (3) 近野，富川；双共振子を用いたメカニカル・フィルタについて，信学会回路網理論研究会資料，（昭41-11），
- (4) 日下部，近野，青木；差動接続形音片フィルタについて，チタン酸バリウム実用化研究会資料，（昭42-7），
- (5) 近野，富川，青木；双共振子の差動接続および継続接続によるメカニカル・フィルタ，音響学会講演論文集，（昭42-11），
- (6) 中村，近野，丹野；わく形双共振片持棒を用いたメカニカル・フィルタ，電気四学会連合大会，1131，（昭43），
- (7) 全上，チタン酸バリウム実用化研究会資料，（昭42-12）

付 録

A.1 わく形片持棒の周波数規準定数

わく形片持棒について米川の与えた周波数方程式を書き改め、共振子の厚さ比および長さ比をパラメータとして対称モード1次および反対称モード2次の共振周波数規準定数を電子計算機により算出したので、その結果を図A.1に図示し参考に供する。

(A.1)，(A.2) 式⁽¹⁾は規準となる周波数方程式で、(A.3)～(A.9) 式を上式に代入し、寸法比パラメータ (d_B/d_A) および (l_B/l_A) の適当な値に対して計算を行なったもの



図A.1 わく形片持棒の寸法比に対する対称反対称モードの周波数規準定数

で式の変形の過程において $E_A=E_B$, $\rho_A=\rho_B$, $b_A=b_B$ なる条件を導入している。ここに E , ρ , b はそれぞれ振動子のヤング率, 密度, 巾でサフィックス A, B はそれぞれ振動子のアームおよび折り曲げ部を示す。

$$\text{対称モード ; } F_1(A) + \beta\{F_1(B) - F_2(B)\} = 0 \quad (A.1)$$

$$\text{反対称モード ; } \{F_5(A) - \mu\alpha_A^4\}[F_1(A) + \beta\{F_1(B) + F_2(B)\}] - \{F_3(A)\}^2 = 0 \quad (A.2)$$

ここに

$$F_1(A) = \alpha_A(\sin\alpha_A \cdot \cosh\alpha_A - \cos\alpha_A \cdot \sinh\alpha_A)/(1 - \cos\alpha_A \cdot \cosh\alpha_A), \quad (A.3)$$

$$F_1(B) = \alpha_B(\sin\alpha_B \cdot \cosh\alpha_B - \cos\alpha_B \cdot \sinh\alpha_B)/(1 - \cos\alpha_B \cdot \cosh\alpha_B), \quad (A.4)$$

$$F_2(B) = \alpha_B(\sinh\alpha_B - \sin\alpha_B)/(1 - \cos\alpha_B \cdot \cosh\alpha_B), \quad (A.5)$$

$$F_3(A) = \alpha_A^2 \sin\alpha_A/(1 - \cos\alpha_A \cdot \cosh\alpha_A), \quad (A.6)$$

$$F_5(A) = \alpha_A^3(\sin\alpha_A \cdot \cosh\alpha_A + \cos\alpha_A \cdot \sinh\alpha_A)/(1 - \cos\alpha_A \cdot \cosh\alpha_A), \quad (A.7)$$

$$\alpha_B \equiv n\alpha_A, \quad n \equiv (d_B/d_A)^{-3/4}(l_B/l_A), \quad (A.8)$$

$$\beta \equiv (d_B/d_A)^3(l_B/l_A)^{-1}, \quad \mu \equiv 1/2(l_B/l_A)(d_B/d_A). \quad (A.9)$$

α は周波数規準定数で, d, l は図に示すようにそれぞれ振動子の厚さ, 長さである。

Electro-Mechanical Filter Consisting of Frame-Vibrator with Double Resonance

Hisashi NAKAMURA*, Masashi KONNO**
and Kuninobu TANNO*

* Department of Basic Technology,

** Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering

This paper is a report of experimental results on electro-mechanical filter using two resonances of the first symmetrical mode and the second asymmetrical mode of a frame-vibrator of clamped-free type or free-free type.

The mechanical filter is easily composed of the frame vibrator with double resonance in simple construction, and the pass-band of the filter is widely adjusted by changing the position and the dimensions of rod-couplers connecting two parallel arms of the frame.

The center frequency of the filter, is lowered by adding concentrated mass at the loop of vibration of the arm, and it is possible to obtain a composite filter with higher characteristics by cascade connection of such filters, therefore it is expected to be put to practical use hereafter.

The paper, first, shows some experimental results on the mechanical filter consisting of a frame-cantilever (clamped-free type) with double resonance, and the differential type filter using these two cantilevers.

Secondly, the paper explains on the mechanical filter consisting of a frame-bar (free-free type) with double resonance, and the differential type filter composed of two frame-bars with single resonance. Values of the normalized constant of resonant frequency on the frame-cantilever, moreover, are shown in appendix for reference.